

(19)日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11)特許出願公開番号

特開平6-85864

(43)公開日 平成6年(1994)3月25日

(51)IntCl.⁵

H 0 4 L 27/38

H 0 4 J 11/00

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

A 7117-5K

9297-5K

H 0 4 L 27/ 00

G

審査請求 未請求 請求項の数1(全 8 頁)

(21)出願番号 特願平4-233957

(22)出願日 平成4年(1992)9月2日

(71)出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

(72)発明者 小林 三夫

宮城県仙台市青葉区一番町1丁目2番25号

富士通東北デジタル・テクノロジ株式会社内

(72)発明者 岩松 隆則

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

富士通株式会社内

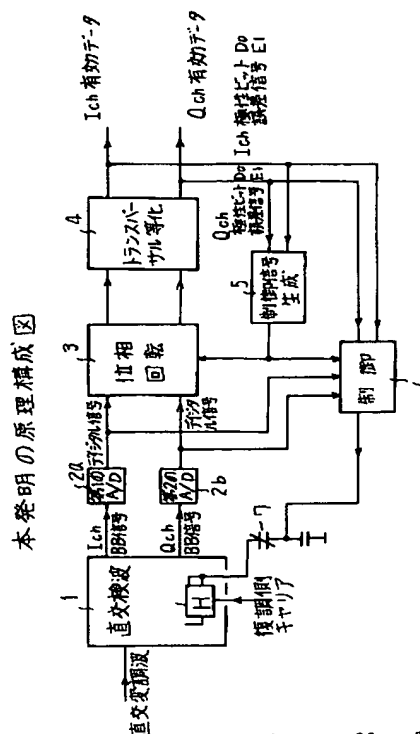
(74)代理人 弁理士 井桁 貞一

(54)【発明の名称】 準同期検波復調部

(57)【要約】

【目的】 デジタル無線装置に使用する準同期検波復調部に関し、直交度誤差を最小にして、回線品質の劣化の防止を図ることを目的とする。

【構成】 直交検波部分1、位相回転部分3、トランスバーサル等化部分4、制御信号生成部分5とを有する準同期検波復調部において、該制御信号生成部分からの制御信号を用いて、トランスバーサル等化部分からのIch、Qchの誤差信号に対して位相逆回転演算を行ってIch、Qchの逆回転誤差信号を取り出した後、更にIch、Qchのデジタル信号との排他的論理和を取って可変容量制御信号を生成する制御部分6と、90度ハイブリッドで分岐して得たIch用、Qch用キャリアのうち、何れか一方のキャリアの位相を、印加する可変容量制御信号に対応して制御される可変容量素子7とを付加するように構成する。



Best Available Copy

1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 入力した直交変調波を2分岐して得たIc h, Qchの変調波を、印加した変調側キャリアと非同期の復調側キャリアを、90度ハイブリッドで分岐して得たIc h用, Qch用キャリアを用いて検波し、Ich, Qchのベースバンド信号を取り出す直交検波部分(1)と、該Ich, Qchのベースバンド信号をIch, Qchのデジタル信号に変換する第1、第2のアナログ/ デジタル変換部分(2a, 2b)と、印加した制御信号を用いて、入力したIch, Qchのデジタル信号に対して位相回転演算を行ってIch, Qchの復調データを取り出す位相回転部分(3)と、該位相回転部分の出力を等化して得たIch, Qchの等化データのうちの有効データおよび、極性ビットと誤差信号を送出するトランスバーサル等化部分(4)と、入力したIchの極性ビットとQchの誤差信号との排他的論理和、またはQchの極性ビットとIchの誤差信号の排他的論理和のうち、何れか一方の排他的論理和を累積加算して、該変調側キャリアと復調側キャリアの周波数差に対応する周波数を有し、位相が相互に90度異なる該制御信号を生成する制御信号生成部分(5)とを有する準同期検波復調部において、該制御信号生成部分からの制御信号を用いて、該トランスバーサル等化部分からのIch, Qchの誤差信号に対して位相逆回転演算を行ってIch, Qchの逆回転誤差信号を取り出した後、更に該Ich, Qchのデジタル信号との排他的論理和を取って可変容量制御信号を生成する制御部分(6)と、該90度ハイブリッドで分岐して得たIch用, Qch用キャリアのうち、何れか一方のキャリアの位相を、印加する該可変容量制御信号に対応して制御する可変容量素子(7)とを付加したことを特徴とする準同期検波復調部。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、デジタル無線装置に使用する準同期検波復調部、特に直交度補正に関するものである。

【0002】 準同期検波は復調部のデジタル化に極めて有効な技術であり、一部の変復調部(4PSK 復調部等)で実用化されている。この場合、変調方式が4PSKである為に直交度の誤差は余り問題でなく、直交度の補正が行われることは殆どない。

【0003】 しかし、多値変調方式の変復調部においては、直交度の誤差が大きくなると誤り率が劣化するので、直交度の補正をおこなって回線品質の劣化の防止を図ることが必要である。

【0004】

【従来の技術】 図4は従来例の構成図、図5は図4中の位相回転部分の要部構成図、図6は図4中のトランスバーサル等化部分の要部構成図、図7は図4中のデジタル電圧制御発振器の要部構成図である。

2

【0005】 以下、図5～図7を参照して図4の動作を説明するが、説明の簡単の為に直交変調波は16QAM波とする。先ず、図4に示す様に、中間周波数帯の16QAM波がハイブリット10を介して検波器11, 13に入力する。これらの検波器には、90度ハイブリッド15を介して相互に位相が90度、異なる発振器17のキャリア(復調側キャリア)も加えられているので、16QAM波からIch, Qchのベースバンド信号が取り出され、低域通過フィルタ12, 14を介してアナログ/ デジタル変換器2a, 2bに入力する。なお、上記の復調側キャリアは図示しない変調側キャリアとは非同期状態にある。

【0006】 さて、アナログ/ デジタル変換器2a, 2bは、Ich, Qchのアナログ信号を、例えば、8ビットのIch, Qchのデジタル信号に変換して位相回転部分15を介してトランスバーサル等化部分4に送出する。

【0007】 トランスバーサル等化部分は、図6に示す様に同相フィルタ部分41, 44と直交フィルタ部分42, 43と加算部分45, 46などから構成されているが、フィルタ特性を変化させて(後述する)入力したIch, Qchのデジタル信号を等化し、ビットD₀(極性ビット)とビットD₁を有効データとして外部に送出すると共に、ビットD₀とビットD₂(誤差信号でE₁と示す)を検波器51に送出する。

【0008】 検波器51は、IchのビットD₀(以下、D_iと省略する)とQchの誤差信号E₁(以下、E_qと省略する)の排他的論理和演算(相関演算)、またはE_iとD_qとの排他的論理和演算のうちの何れか一方の排他的論理演算を求め、低域通過フィルタ52を介してデジタル電圧制御発振器(D-VCO)53に送出する。

【0009】 デジタル電圧制御発振器は、図7に示す様な構成になっているので、低域通過フィルタを通過した検波器の出力は、遅延部分531でTだけ遅延された後、排他的論理和部分532に印加される。ここには、前回までの加算値も印加されているので累積加算されてROM534にアドレスとして加えられる。

【0010】 ROMには様々な累積加算値に対応するsinθ, cosθの値が格納されているので、排他的論理和部分532の出力値に対応するsinθ, cosθの値が読み出されて位相回転部分3に送出される。なお、対応するsinθ, cosθの値が変調側キャリアと復調側キャリアとの位相差に対応する。

【0011】 位相回転部分3は図5に示す様に、乗算部分31, 32, 36, 37と排他的論理和部分38, 39で構成されているので、例えば、乗算部分31, 36でIch, Qchのデジタル信号にcos(-θ), sin(-θ)の値をそれぞれ乗算した後、排他論理和部分38で排他的論理和を取る回転演算を行って、変調側キャリアと同期状態の復調側キャリアで検波した時に得られるIchのデジタル信号を求めている。

【0012】 ここで、図4中の可変コンデンサ16は、直

交度の初期設定用コンデンサで、信号点配置をCRT（図示せず）に表示して定位置になる様に可変コンデンサを調整する。その後の補正は上記のトランスバーサル等化部分4の直交フィルタ部分（図6の42、43）を用いるが、これらのフィルタ部分の制御は E_i と D_q の排他的論理和演算、または D_i と E_q の排他的論理和演算したものを用いて自動的に行っている。

【0013】なお、検波器51でも E_i と D_q の排他的論理和演算、または D_i と E_q の排他的論理和演算を行ったものを使用しているので、検波器が E_i と D_q を使用する時はトランスバーサル等化部分は D_i と E_q を使用し、検波器が D_i と E_q を使用する時はトランスバーサル等化部分は E_i と D_q を使用して重複使用を避けている。

$$\begin{aligned} \begin{vmatrix} I_1 \\ Q_1 \end{vmatrix} &= \begin{vmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I \\ Q \end{vmatrix} \\ &= \begin{vmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_2 \\ q_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} I \\ Q \end{vmatrix} \dots (1) \end{aligned}$$

今、キャリア再生の制御を E_i と D_q との排他的論理和と仮定し、直交度誤差を x_m （変調器）、 x_d （復調器）とすれば、直交度誤差によるチャネル間の干渉は変調器側、復調器側それぞれ $I \tan x_m$ 、 $i_2 \tan x_d$ で表され、

$$\begin{vmatrix} i_2 \\ q_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I \\ Q + I \tan x_m \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0 \\ i_2 \tan x_d \end{vmatrix} \dots (2)$$

(2) 式に位相回転演算を行った等化器出力は、

$$\begin{aligned} \begin{vmatrix} I_1 \\ Q_1 \end{vmatrix} &= \begin{vmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I \\ Q + I \tan x_m \end{vmatrix} + \\ &\quad \begin{vmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{vmatrix} \begin{vmatrix} 0 \\ i_2 \tan x_d \end{vmatrix} \dots (3) \end{aligned}$$

(3) 式を整理すると下記の式が得られる。

$$\begin{vmatrix} I_1 \\ Q_1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} I \\ Q \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0 \\ I \tan x_m \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{vmatrix} \begin{vmatrix} 0 \\ i_2 \tan x_d \end{vmatrix} \dots (4)$$

上記の(3)式のうち、左から3番目の部分は変調部の直交度誤差による信号点の座標誤差、4番目と5番目の積の部分は位相回転部分の位相回転と復調部の直交度誤差による信号点の座標誤差で、直交度誤差と位相回転部分の動作により、左から3～5番目の部分が付加された。

【0018】ここで、(1)式に示す様に、復調側の誤差信号に時々刻々変化する θ が入ってくる（位相回転部分を通じた為に付加された）ので、直交度誤差の補正ができないと云う問題がある。

【0019】これは、位相回転部分での位相回転後にト

る。

【0014】

【発明が解決しようとする課題】図8は問題点の説明図である。図において、変調部のベースバンド入力を (I, Q) 、復調部のミキサ出力を (i_2, q_2) 、等化器出力を (I_1, Q_1) とする。但し、 (I, Q) 、 (i_2, q_2) 、 (I_1, Q_1) はキャリア位相平面上の信号点の座標を表す。

【0015】ここで、 $\theta = \omega_1 - \omega_2$ とすれば復調復調過程は(1)式で表される。なお、 ω_1 は変調キャリア角周波数、 ω_2 復調キャリア角周波数とする。

【0016】

【数1】

20 復調器ミキサ出力時の信号点は(2)式の様に表される。

【0017】

【数2】

ランスバーサル等化部分を配置し、誤差信号を逆回転処理せずそのまま制御信号として使用する為である。なお、変調部の直交度誤差は θ が付加されないので補正可能である。

【0020】本発明は、直交度誤差を最小にして、回線品質の劣化の防止を図ることを目的とする。

【0021】

【課題を解決するための手段】図1は本発明の原理説明図である。1は入力した直交変調波を2分岐して得た I_c 、 Q_c の変調波を、印加した変調側キャリアと非同期の

5

復調側キャリアを、90度ハイブリッドで分岐して得たIch用、Qch用キャリアを用いて検波し、Ich、Qchのベースバンド信号を取り出す直交検波部分で、2a、2bはIch、Qchのベースバンド信号をIch、Qchのデジタル信号に変換する第1、第2のアナログ/デジタル変換部分である。

【0022】3は印加した制御信号を用いて、入力したIch、Qchのデジタル信号に対して位相回転演算を行ってIch、Qchの復調データを取り出す位相回転部分、4は位相回転部分の出力を等化して得たIch、Qchの等化データのうちの有効データおよび、極性ビットと誤差信号を送出するトランスバーサル等化部分である。

【0023】5は入力したIchの極性ビットとQchの誤差信号との排他的論理和、またはQchの極性ビットとIchの誤差信号の排他的論理和のうち、何れか一方の排他的論理和を累積加算して、変調側キャリアと復調側キャリアの周波数差に対応する周波数を持ち、位相が相互に90度異なる該制御信号を生成する制御信号生成部分である。

【0024】6は制御信号生成部分からの制御信号を用いて、トランスバーサル等化部分からのIch、Qchの誤差信号に対して位相逆回転演算を行ってIch、Qchの逆回転誤差信号を取り出した後、更に該Ich、Qchのデジタル信号との排他的論理和を取って可変容量制御信号を生成

$$\begin{bmatrix} e_{i1} \\ e_{q1} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} e_{i2} \\ e_{q2} \end{bmatrix}$$

ただし、

$$\begin{bmatrix} e_i \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{i1} \\ e_{q1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{i2} \\ e_{q2} \end{bmatrix}$$

これにより、

$$\begin{bmatrix} e_{i1} \\ e_{q1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \tan x_m \end{bmatrix} \quad \text{から} \quad \tan x_m = \frac{e_{q1}}{0} \quad \text{が得られ、また、}$$

$$\begin{bmatrix} e_{i2} \\ e_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ i_2 \tan x_d \end{bmatrix} \quad \text{を}$$

$$\begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{i2} \\ e_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ i_2 \tan x_d \end{bmatrix} \quad \text{に変換すると、}$$

$$\tan x_d = \frac{(-e_{i2} \sin \theta + e_{q2} \cos \theta)}{i_2} \quad (5)$$

が得られる。即ち、本発明の構成にすることにより、(5)式がハード的に実現可能となるので、復調部の直交度の誤差が得られ、これが最小となる様に制御することが可能となる。

【0029】

【実施例】図2は本発明の実施例の構成図、図3は図2

6

する制御部分である。7は90度ハイブリッドで分岐して得たIch用、Qch用キャリアのうち、何れか一方のキャリアの位相を、印加する可変容量制御信号に対応して容量値を制御する可変容量素子である。

【0025】

【作用】本発明は、制御部分と可変容量素子とを設ける。制御部分では、第1、第2のアナログ/デジタル変換部分から出力されるIch、Qchのデジタル信号（位相回転による影響を受けていない）と、内部で位相逆回転処理したQch、Ichの逆回転誤差信号との排他的論理和演算（相関演算）を行った後、積分して電圧値を求める。

【0026】そして、この電圧値を可変容量制御信号として、復調側キャリアの位相を制御する可変容量素子に印加することで補正ループを構成し、直交度誤差が最小となる様に制御する。

【0027】以下、(4)式を用いて本発明の原理を詳細に説明する（図8参照）。(4)式の左から3番目の部分と4番目、5番目の部分は誤差信号であるから、これの下記により(i_1, q_1)軸上と(i_2, q_2)軸上の位置に対応させる。

【0028】

【数3】

中の制御部分の構成図で、(a)はメモリと排他的論理和部分を使用する場合、(b)は(a)のメモリと同一機能のハードウェアと排他的論理和部分とを使用する場合である。

【0030】以下、図3を参照して図2の動作を説明するが、上記で詳細説明した部分については概略説明し、

本発明の部分を詳細説明する。なお、全図を通じて同一符号は同一対象物を示す。

【0031】 先ず、中間周波数帯の16QAM 波が、ハイブリット10を介して検波器11, 13に入力する。これらの検波器には、90度ハイブリット15を介して発振器17のキャリアも加えられているので、16QAM 波からIch, Qchのベースバンド信号が取り出され、低域通過フィルタ12, 14を介して第1, 第2のアナログ/ デジタル変換器2a, 2bに加える。

【0032】 アナログ/ デジタル変換器2a, 2bは、Ich, Qchのデジタル信号に変換して位相回転部分3に加える。位相回転部分は、図5に示す様に、入力したIch, Qchのデジタル信号と $\cos(-\theta)$, $\sin(-\theta)$ とをそれぞれ乗算した後、排他的論理和を取る回転演算を行って、位相が回転したIch, Qchのデジタル信号をトランスバーサル等化部分4に送出する。

【0033】 トランスバーサル等化部分は、入力したIch, Qchのデジタル信号を等化し、Ich, Qch のビットD₀(極性ビット), ビットD₁を有効データとして外部に送出すると共に、極性ビットD₀と誤差信号E₁を検波器51に送出する。

【0034】 検波器51は、例えば、Ich のビットD₀とQch の誤差信号E₁の排他的論理和演算して、低域通過フィルタ52を介してデジタル電圧制御発振器(D-VC0) 53に送出する。そこで、デジタル電圧制御発振器は、変調側キャリアと復調側キャリアとの位相差に対応し、相互の位相が90度異なるキャリア $\sin \theta$, $\cos \theta$ を上記の位相回転部分3と制御部分61に送出する。

【0035】 さて、制御部分61には、Ich, Qchの誤差信号E_i, E_qと、デジタル電圧制御発振器53からの $\sin \theta$, $\cos \theta$ と、第1, 第2アナログ/ デジタル変換器からのIch, Qchのデジタル信号 D_{i2}, D_{q2}(図8参照)が入力するが、これらから下記の様に可変容量制御信号を生成する。即ち、図3(a) に示すメモリ611aには、様々な θ の値に対する下記(6) 式, (7)式の逆回転演算結果のテーブルが予め格納されていて、(6) 式の演算結果 e_{i2}は出力側F から、(7) 式の演算結果 e_{q2}は出力側G から取り出せる様になっている。

【0036】

$$E_i (-\cos \theta) + E_q \sin \theta = e_{i2} \quad (6)$$

$$E_i (\sin \theta) + E_q \cos \theta = e_{q2} \quad (7)$$

そこで、入力した誤差信号E_i, E_qと、 $\sin \theta$, $\cos \theta$ に対応する演算結果がそれぞれEX-OR ゲート613aと614a

に現れるが、ここにはシフトレジスタ612aを介して同じタイミングでD_{q2}とD_{i2}が印加しているので、排他的論理和(相関) が取られてセクタ615aに加えられる。

【0037】 セクタにはセレクト信号が印加しているので、上記の様に、トランスバーサル等化部分の直交フィルタの制御信号と異なる方をセレクトして、図2の低域通過フィルタ62, 増幅器62を介して可変容量制御信号として可変容量ダイオード71に印加する。そこで、可変容量ダイオードは可変容量制御信号に対応して容量値を変化し、直交度の誤差が補正される。

【0038】 なお、図3(b) は(a) と同じ機能を乗算器611b~614b, 加算器615b, 616b, EX-OR ゲート617b, 618bで構成したものである。即ち、直交度誤差を補正することが可能であり、大容量デジタル無線システムの準同期検波が回線品質の劣化を招くことなく実現できる。

【0039】

【発明の効果】 以上詳細に説明した様に本発明によれば、回線品質の劣化の防止を図ることをできると云う効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の原理構成図である。

【図2】 本発明の実施例の構成図である。

【図3】 図2中の制御部分の構成図で、(a) はメモリと排他的論理和部分を使用する場合、(b) は(a) のメモリと同一機能のハードウェアと排他的論理和部分とを使用する場合である。

【図4】 従来例の構成図である。

【図5】 図4中の位相回転部分の要部構成図である。

【図6】 図4中のトランスバーサル等化部分の要部構成図である。

【図7】 図4中のデジタル電圧制御発振器の要部構成図である。

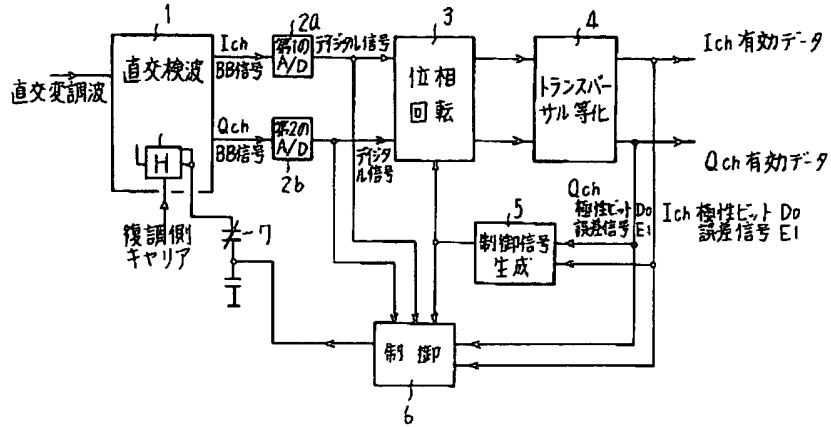
【図8】 問題点の説明図である。

【符号の説明】

- 1 直交検波部分
- 2a 第1のアナログ/ デジタル変換部分
- 2b 第2のアナログ/ デジタル変換部分
- 3 位相回転部分
- 4 トランスバーサル等化部分
- 5 制御信号生成部分
- 6 制御部分
- 7 可変容量素子

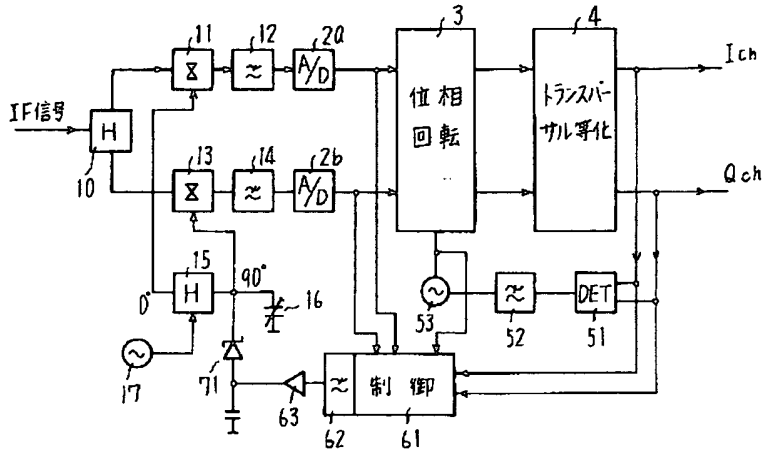
【図1】

本発明の原理構成図



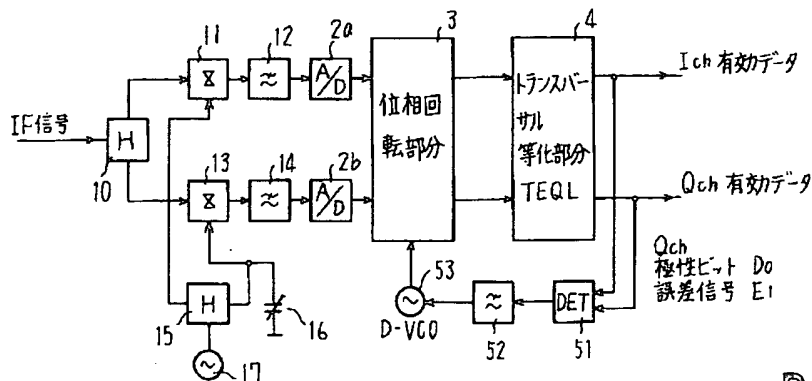
【図2】

本発明の実施例の構成図



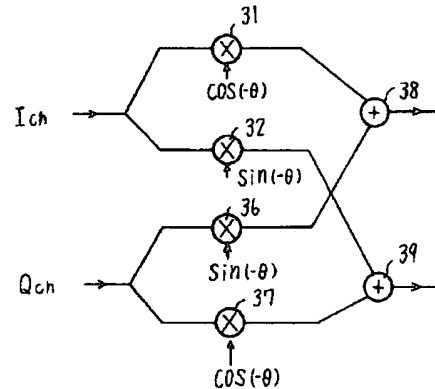
【図4】

従来例の構成図



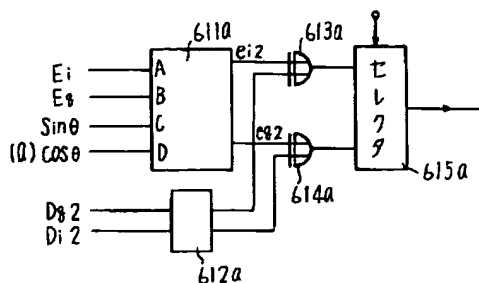
【図5】

図4中の位相回転部分の要部構成図



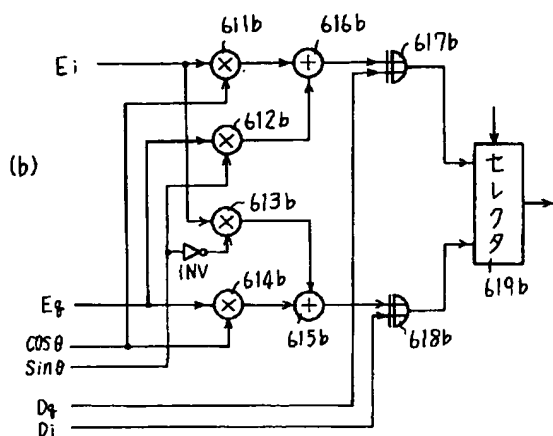
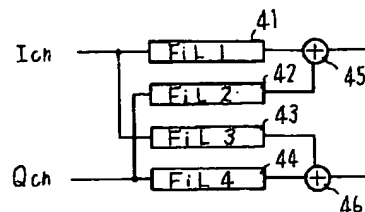
【図3】

図2中の制御部分の構成図

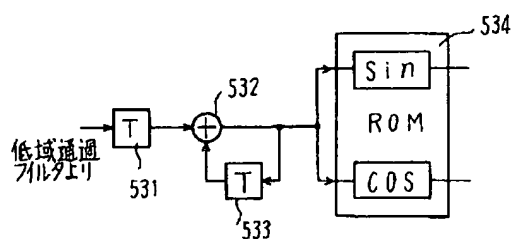


【図6】

図4中のトランスバースル等化部分の要部構成図

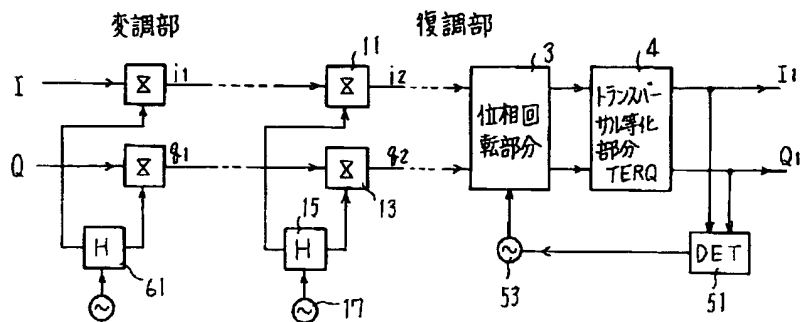


【図7】

図4中のデジタル電圧制御発振器の
要部構成図

【図8】

問題点の説明図



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☒ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☒ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.

THIS PAGE BLANK (USPTO)